

Code multi-way multiplex transmission device

Publication number: CN1185691

Publication date: 1998-06-24

Inventor: KAZUO NEGATANI (JP); TANINO DAIISHI (JP);
HIDENOBU FUKUMASA (JP)

Applicant: FUJITSU LTD (JP)

Classification:

- international: **H04L27/20; H04B1/707; H04J13/04; H04J13/00;**
H04L27/20; H04B1/707; H04J13/02; H04J13/00; (IPC1-
7): H04L5/00

- european: H04B1/707

Application number: CN19971014770 19970730

Priority number(s): JP19960341086 19961220

Also published as:



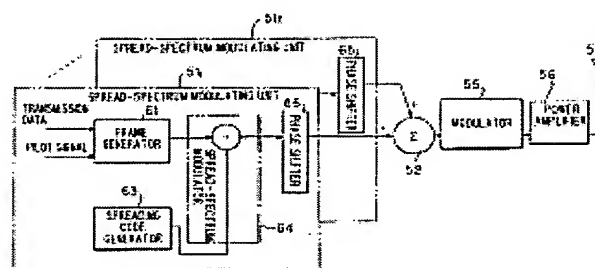
US6097714 (A)
JP10190625 (A)

Report a data error he

Abstract not available for CN1185691

Abstract of corresponding document: **US6097714**

A code multiplexing transmitting apparatus spread-spectrum modulates transmission data of a plurality of channels by spreading codes that differ from one another, combines the spread-spectrum signals of each of the channels and transmits the resultant spread-spectrum modulated signal. A spread-spectrum modulating unit for each channel includes a phase shifter for shifting, by a predetermined angle channel by channel, the phase of a position vector of the spread-spectrum modulated signal of each channel. As the result of such phase control, the phases of pilot signal portions of the spread-spectrum modulated signals of the respective channels are shifted relative to one another so that the peak values of the code-multiplexed signal can be suppressed.



Data supplied from the esp@cenet database - Worldwide

THIS PAGE BLANK (USPTO)

[19]中华人民共和国专利局

[51]Int.Cl⁶

H04L 5/00



[12] 发明专利申请公开说明书

[21] 申请号 97114770.1

[43]公开日 1998 年 6 月 24 日

[11] 公开号 CN 1185691A

[22]申请日 97.7.30

[30]优先权

[32]96.12.20[33]JP[31]341086/96

[71]申请人 富士通株式会社

地址 日本神奈川

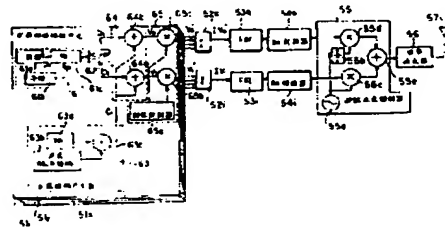
[72]发明人 长谷和男 大石泰之 福政英伸
浜田一 浅野贤彦[74]专利代理机构 中国国际贸易促进委员会专利商标
事务所
代理人 范本国

权利要求书 2 页 说明书 20 页 附图页数 20 页

[54]发明名称 编码多路复用发送装置

[57]摘要

一个编码多路复用发送装置使用彼此不同的扩展编码对多个信道的发送数据进行扩展频谱调制,混合各信道的扩展频谱调制信号并发送所得到的扩展频谱调制信号。一个扩展频谱调制单元包括一个以逐个信道的方式把各信道的扩展频谱调制信号的位置向量的相位偏移一个预定角度的移相器。作为这种相位控制的结果,以彼此相对的方式偏移各信道的扩展频谱调制信号的导频信号部分的相位,从而能够抑制编码多路复用信号的峰值。



权 利 要 求 书

1. 一种编码多路复用发送装置, 该装置使用彼此不同的扩展编码对各信道的发送数据进行扩展频谱调制, 混合各信道的扩展频谱调制信号并发送所得到的扩展频谱调制信号, 其中包括:

一个以逐个信道的方式把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度的移相器。

2. 如权利要求 1 所述的装置, 其中上述移相器只在各信道的扩展频谱调制信号携带具有相同时序的相同数据的情况下, 把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度。

3. 如权利要求 2 所述的装置, 其中上述移相器使第 i 信道的相位偏移量 θ 等于 $360^\circ \cdot i/N$, 其中 N 表示信道数量。

4. 如权利要求 2 所述的装置, 其中相位偏移量与扩展编码之间具有 1:1 的对应关系, 而上述移相器获取与在扩展频谱调制中使用的扩展编码一致的相位偏移量, 并且把信号点位置向量的相位偏移该相位偏移量。

5. 如权利要求 2 所述的装置, 其中还包括通过控制信道或专门给出相位偏移量通知的专用信道向接收器一边通知各信道的相位偏移量的装置。

6. 如权利要求 2 所述的装置, 其中还包括:

把向接收器一边通知相位偏移量的数据插入到发送数据中的装置;

向接收器一边发送表示相位偏移量的数据和发送的数据的装置。

7. 如权利要求 1 所述的装置, 其中上述移相器在进行 QPSK 扩展频谱调制的情况下使预定角度等于 $0, \pi/2, \pi$ 或 $3\pi/2$ 。

8. 如权利要求 7 所述的装置, 其中 $(m\pi/2)$ 被用作第 i 个信道的相位偏移量, 并且保持 $m = \text{mod}(i, 4)$ (其中 m 是在 i 除以 4 时的余数)。

9. 如权利要求 8 所述的装置, 其中上述移相器只在各信道的扩展频谱调制信号携带具有相同时序的相同数据的情况下, 把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度。

10. 如权利要求 1 所述的装置, 其中上述移相器根据所使用的信道数量确定信号点的数量。

11. 一种编码多路复用发送装置，该装置使用彼此不同的扩展编码对各信道的发送数据进行扩展频谱调制，混合各信道的扩展频谱调制信号并发送所得到的扩展频谱调制信号，其中包括：

一个为各信道提供的输出相应的扩展频谱调制信号的扩展频谱调制单元；

分别多路复用由扩展频谱调制单元输出的各信道的扩展频谱调制信号的同相分量和正交分量的多路复用器；

正交调制同相和正交分量的编码多路复用信号的正交调制器；

发送由上述正交调制器调制的信号的发送器；

上述各信道的扩展频谱调制单元包括：

每隔预定的位数便把发送数据构成数据块并且把导频信号插入到各数据块的开始和结束，从而生成帧的装置；

以每次一位的方式轮流分配帧信号，从而转换同相分量数据和正交分量数据的装置；

用扩展编码分别对同相分量数据和正交分量数据进行扩展频谱调制的装置；

把扩展频谱调制信号的 I （同相）， Q （正交）矩形坐标系统中的信号点位置向量偏移一个预定角度的相位偏移装置。

12. 如权利要求 11 所述的装置，其中上述移相器使第 i 信道的相位偏移量 θ 等于 $360^\circ \cdot i/N$ ，其中 N 表示信道数量。

13. 如权利要求 11 所述的装置，其中 $(m \cdot \pi/2)$ 被用作第 i 个信道的相位偏移量，并且保持 $m = \text{mod}(i, 4)$ （其中 m 是在 i 除以 4 时的余数）。

说明书

编码多路复用发送装置

本发明涉及一种编码多路复用发送装置，更具体地，是涉及一种使用彼此不同的编码分别对多个信道的信号进行扩展频谱调制，混合各信道的扩展频谱调制信号并发送所得到的扩展频谱调制信号的编码多路复用发送装置。

使用 CDMA（码分多址）的无线寻址已被研制出来并将被用作下一代数字移动通信技术。CDMA 是一种使用扩展频谱通信的多址方法。具体地，通过编码把多个信道或用户的发送信息多路复用，并在一个诸如无线链路的发送路径上发送。

扩展频谱通信是一种调制方法，它与一般的窄带调制方式不同。在扩展频谱通信中，调制后的信号带宽与经过调制的窄带信号相比变得很宽。通过扩展频谱通信，在收发器中进行两级调制/解调操作。

图 16 是图示扩展频谱通信中的一个发送器的操作原理的结构视图。图 16 所示的是诸如（相移键控）PSK 调制器的一个调制器 1，一个扩展电路 2，一个功率放大器 3 及一个天线 4。调制器 1 和扩展电路 2 的位置可以互换。扩展电路 2 包括一个扩展编码产生器 2a 和一个乘法器 2b，该产生器输出一个随机具有 ± 1 电平，被称作伪随机噪声（PN）序列的矩形扩展编码序列（参见图 17），而该乘法器把扩展编码与调制器 1 所调制的数字传输数据相乘。

如图 17 所示，与由扩展编码调制的窄带调制信号的符号变换速度（PSK 调制信号的一位间隔 T ）相比，扩展编码的变换速度（即矩形波的时延 T_c ）被设定成以非常高的速率进行变换。即，保持 $T \gg T_c$ 。 T 的时延被称作“位时延”， T_c 的时延被称作“码片时延”，而它们的倒数分别被称作“位速率”和“码片速率”。 T 与 T_c 的比率（即 T/T_c ）被称作“扩展比”。

如图 18 所示，一个扩展频谱调制的信号的频谱分配呈现了正弦函数的波形。主波瓣 ML 的带宽等于码片速率的两倍（即 $ML=2/T_c$ ），而边瓣 SL

的带宽为 $1/T_c$ 。由于在进行扩频调制之前的 PSK 信号是一个以位速率 $1/T$ 调制的普通 PSK 信号，其所覆盖的带宽为 $2/T$ 。因此，如果扩频调制的信号所覆盖的带宽成为主门带宽 ($=2/T_c$)，那么通过扩频调制可以把普通 PSK 调制的信号的带宽加大 T/T_c 倍。结果，能量被散布开来。图 19 是一个图示了通过扩频调制扩大带宽的方法的说明性的视图。图 19 说明了一个窄带调制的信号 NM 和一个扩频调制的信号 SM。

图 20 是一个图示进行扩频通信的一个接收器的操作原理的结构性的视图。图 20 中说明了一个天线 5，一个宽带带通滤波器 6，该滤波器只允许具有必要频带的信号通过，一个解扩频电路 7，一个窄带带通滤波器 8 和一个诸如 PSK 解调器的检测电路 9。解扩频电路 7 具有一个与发送端的扩频电路 2 相同的结构，并包括一个用于输出与发送端相同的矩形扩频码序列的扩频码产生器 7a，及一个把扩频码与带通滤波器 6 的输出信号相乘的乘法器 7b。

通过与发送端的扩频电路类似的解扩频电路 7，发送给接收器的宽带接收信号被恢复成普通窄带调制信号。接下来通过普通类型的检测电路 9 产生一个基带波形。由解扩频电路 7 获得窄带调制信号的原因在下面描述。

如图 21 所示，让 $a(t)$ 表示发送端的调制波形， $c(t)$ 表示扩频码序列（扩频码）而 $x(t)$ 表示发送的波形。下面就是它们之间的关系：

$$x(t) = a(t) \cdot c(t)$$

如果忽略在发送期间的衰减和噪声效应，则发送波形 $x(t)$ 完整地到达接收端。由解扩频电路 7 使用的扩频码序列具有与前面提及的在发送端用于扩频调制的扩频码完全相同的波形。因此，解扩频电路 7 的输出 $y(t)$ 由下面等式给出：

$$y(t) = x(t) \cdot c(t) = a(t) \cdot c^2(t)$$

输出信号 $y(t)$ 进入带通滤波器 8。让该信号通过带通滤波器与积分该信号一样。因此带通滤波器的输出由下面等式给出：

$$\int y(t) dt = a(t) \cdot \int c^2(t) dt$$

等式右侧的积分是在时间偏移 0 时获得的自相关值。自相关值是单一 (unity) 的。因此，带通滤波器的输出是 $a(t)$ 并恢复信息调制信号。

码分多址 (CDMA) 是一种对于各个信道或用户使用不同扩频码的通

信方法，其中在各信道上发送的信息被用编码加以多路复用。图 22 是一个描述在两个信道上 CDMA 的原理的图例。图 22 所示的是一个发送器 TR，第一和第二接收器 RV1，RV2，在发送器中 CH1 是第一信道，CH2 是第二信道，而 CMP 是一个混合单元。

CDMA 的一个重要特性是各信道使用的扩展编码的相似性。当几乎相同的扩展码被各信道使用时，信道之间出现严重的相互干扰。一个所谓的“相关值”是对信道之间发生的干扰的等级测量。相关值根据 $a(t)$ 和 $b(t)$ 这两个波形由下面的等式定义：

$$R = \int a(t) \cdot b(t) dt \quad T: \text{周期}$$

积分是在 $a(t)$ 和 $b(t)$ 的一个周期 T 上进行的。当 $a(t)$ 和 $b(t)$ 波形完全相同时 $R = 1$ ，而当波形符号相反时 $R = -1$ 。平均来说，对于某个周期，当 $a(t)$ 和 $b(t)$ 在同一特定的时间上的值没有关系时所获得的 R 值是 0。

考虑在使用 CDMA 的情况下的第一接收器 RV1，其中把两个波形 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 用作扩展编码，而波形 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 被加以混合使得相关值 R 为 0。来自第一和第二信道 CH1 和 CH2 的信号到达第一接收器 RV1。当第一接收器 RV1 使用编码 $c_1(t)$ 解扩展接收的信号时，带通滤波器 8_1 输出一个如下面等式所示的信号：

$$\int \{a_1(t) c_1(t) c_1(t) + a_2(t) c_2(t) c_1(t)\} dt$$

由于 $c_2(t)$ 和 $c_1(t)$ 之间的相关值为 0，所以该等式的 $\int \{a_2(t) c_2(t) c_1(t)\} dt$ 部分为 0。另外，由于是时间偏移为 0 的自相关值，所以 $\int c_1(t) c_1(t) dt$ 为一 (unity)。因此，第一接收器 RV1 的带通滤波器 8_1 的输出是 $a_1(t)$ 而完全没有使用 $c_2(t)$ 作为扩展编码信号时的影响。对于第二接收器 RV2 也一样。甚至在同时连接的通信信道数增加时也是这样。但是，需要使相关值对于所有混合的扩展码均为 0。

在移动无线通信中，无线基站以相同的时序（即同步地）发出无线电波（产生扩展编码序列）。因而以使得扩展编码序列之间的相关值为 0 的方式足以选择扩展编码序列。应当注意，由于一个无线移动站不会以和其它无线移动站相同的时序发送无线电波，所以不能只用相关值来测量相互影响。因此，不仅比较 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 的相关值；还需在 $c_1(t)$ 和 $c_2(t)$ 任意时间出现偏移的情况下观察相关值。

图 23 是说明在一些信道上编码多路复用并发送数据的 CDMA 发送器的结构的图例。该图以举例的方式图示了现有技术的进行无线移动通信的基站的结构。如图 23 所示, 发送器分别包括第一到第 n 个信道的扩展频谱调制器 $11_1 \sim 11_n$ 。每个扩展频谱调制器均包括一个帧产生器 21, 一个把帧数据转换成并行数据的串行/并行 (S/P) 转换器 22 和一个扩展电路 23。帧产生器 21 具有一个产生串行发送数据 D_i 的发送数据产生器 21a, 一个产生仅由基站使用的导频信号的导频信号产生器 21b, 和一个每隔预定的位数据便把串行数据 D_i (图 24 所示) 构成数据块并且把导频信号 P 插入到各数据块的开始和结束, 从而生成数据帧的帧形成单元 21c。各扩展频谱调制器 $11_1 \sim 11_n$ 的帧产生器 21 以相同的时序把相同的导频信号 P 插入发送数据。导频信号的目的是允许接收器识别出因发送而产生的扩展频谱调制信号的相位旋转量。换言之, 通过允许接收器检测在从发送导频位置到接收导频位置的发送路径上的扩展频谱调制信号的相位旋转量, 导频信号被用来进行解扩展, 并且通过一个等于相位旋转量的量恢复出扩展频谱调制信号的相位。

如图 24 所示, S/P 转换器以每次一位的方式轮流分配帧数据 (导频信号和发送数据), 从而把帧数据转换成 I 分量 (同相分量) 数据 D_i 和 Q 分量 (正交分量) 数据 D_0 。

扩展电路 23 包括一个产生仅由基站使用的 pn 序列 (长扩展编码) 的伪随机噪声 (pn) 产生器 23a, 一个产生用于用户识别的正交 Gold 编码 (短扩展编码) 的正交 Gold 编码产生器 23b, 一个得到 pn 序列和正交 Gold 编码之间的异或并输出所得到的编码 C_i 的 EX-OR 门 23c, 和通过分别得到数据 D_i 和 C_i , 数据 D_0 和 C_i 之间的异或从而进行扩展频谱调制的 EX-OR 门 23d, 23e。应当注意, 由于“1”是电平 1 而“0”是电平-1, 所以信号之间的异或与其乘积相同。

图 23 中还说明了一个混合器 12_i , 该混合器通过混合由各扩展电路 $11_1 \sim 11_n$ 输出的 I 分量扩展频谱调制信号 V_i , 从而输出一个 I 分量编码多路复用信号 $\sum V_i$; 一个混合器 12_q , 该混合器通过混合由各扩展电路 $11_1 \sim 11_n$ 输出的 Q 分量扩展频谱调制信号 V_0 , 从而输出一个 Q 分量编码多路复用信号 $\sum V_0$; 分别限制编码多路复用信号 $\sum V_i$, $\sum V_0$ 的带宽的 FIR 型数字码片整

形滤波器 13i, 13q; 把各滤波器 13i, 13q 的数字输出转换成模拟信号的 DA 转换器 14i, 14q; 一个对 I 和 Q 分量的编码多路复用信号 $\Sigma V_i, \Sigma V_q$ 进行正交相移键控 (QPSK) 调制, 并且输出调制信号的正交调制器 15; 一个放大正交调制器 15 的输出的功率放大器 16; 和一个天线 17。

正交调制器 15 包括一个输出具有指定频率的载波 $\cos \omega t$ 的载波发生器 15a, 一个把载波相位偏移 90° 并输出 $-\sin \omega t$ 的 90° 移相器 15b, 一个把 DA 转换器 14i 的输出信号与 $\cos \omega t$ 相乘的乘法器 15c, 一个把 DA 转换器 14q 的输出信号与 $-\sin \omega t$ 相乘的乘法器 15d, 和一个混合乘法器 15c 和 15d 的输出的混合器 15e。

图 25 是一个说明正交 Gold 编码产生器 23b 的结构图例。编码产生器 23b 包括一个第一 M (最大长度编码) 序列产生器 23b-1, 一个第二 M 序列产生器 23b-2, 一个得到第一和第二 M 序列之间的异或的异或门 23b-3, 和一个把“0”加到异或门 23b-3 输出序列末端的加“0”单元 23b-4。

第一 M 序列产生器 23b-1 具有一个 6 位移位寄存器 SF1 和一个异或门 EOR1, 通过执行由本原多项式 X^6+X+1 表示的操作以产生 M 序列

$$A=\{a_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2\}$$

并且把“0”加到 M 序列 A 的末端, 从而产生由下述等式:

$$U=(a_0, a_1, a_2, \dots, a_{N-2}, 0)=(A, 0)$$

表示的具有序列长度 $N=2^n$ 的序列 U。

第二 M 序列产生器 23b-2 具有一个 6 位移位寄存器 SF2 和一个异或门 EOR2, 通过执行由本原多项式 $X^6+X^5+X^3+X^2+1$ 表示的操作以产生 M 序列

$$B=\{b_i, i=0, 1, 2, \dots, N-2\}$$

并且把“0”加到 M 序列 B 的末端, 从而产生由下述等式:

$$V_j=[T_j(b_0, b_1, b_2, \dots, b_{N-2}), 0]=(T_j B, 0)$$

表示的具有序列长度 $N=2^n$ 的序列 V_j , 其中 $T_j B$ 是把序列 B 移动 j 位的结果。正交 Gold 码是从序列 U, V_j 产生的, 并且由一个包含 N 个序列的序列组构成。

第一 M 序列产生器 23b-1 产生序列 U (移位寄存器 SF1 的初值为 000001)。而第二 M 序列产生器 23b-2 在移位寄存器 SF2 的初值为‘000000’的情况下产生序列 B, 并且通过把序列 B 移位 (N-1) 次产生

序列 V_j 。接着，异或门 23b-3 得到序列 U 和 V_j 之间的异或并输出 $(N-1)$ 项数据。在输出 $(N-1)$ 项数据后，加“0”单元 23b-4 把“0”当作第 N 项数据输出，从而产生第一正交编码序列 G_1 。

接着，第一 M 序列产生器 23b-1 产生序列 U （移位寄存器 SF1 的初值为 000001）。而第二 M 序列产生器 23b-2 在移位寄存器 SF2 的初值为‘000000’的情况下产生序列 B ，并且通过把序列 B 移位 $(N-2)$ 次产生序列 V_j 。然后，异或门 23b-3 得到序列 U 和 V_j 之间的异或并输出 $(N-1)$ 项数据。在输出 $(N-1)$ 项数据后，加“0”单元 23b-4 把“0”当作第 N 项数据输出，从而产生第二正交编码序列 G_2 。

此后，以类似的方式产生序列 $G_3 \sim G_N$ 。结果，得到了总共有 N 个序列 $G_1 \sim G_N$ 的一个序列组。这些编码的特点在于编码序列之间是正交的。图 26 说明了一个关于 64 个以上述方式产生的正交 Gold 编码序列的例子，其中每个序列的编码长度均为 64 位。每个序列最后的值均为“0”。

在已经使用具有同相导频的上述正交 Gold 编码进行编码多路复用的情况下，导频的多路复用信号被表示如下：

$$\begin{aligned}
 \text{复用码} &= \sum_{\text{导频}}^{\text{用户数}} (\text{正交 Gold}_i \times \text{导频 PN}) \\
 &= \text{导频} \times \text{PN} \times \sum_i^{\text{用户数}} (\text{正交 Gold}_i) \\
 &= C \times \sum_i^{\text{用户数}} (\text{正交 Gold}_i)
 \end{aligned}$$

其中所涉及的数据为 $(-1, +1)$ 。考虑该等式的右边。如图 27 所示，当产生正交 Gold 编码时，多路复用信号的振幅在“0”被作为第 N 项数据的部分具有最大值（“0”对应于-1电平）。其原因是由于 CDMA 中的多路复用信号的振幅（图 24 中混合器 12i，12q 的输出）是所有被多路复用的信道的电平总和，而最大值是在正交 Gold 编码是全“0”或全“1”时获得的。

这样，在插入导频类型的 CDMA 中，以逐帧的方式加入导频信号并且通过用于用户识别的正交编码（正交 Gold 编码）和一个 pn 序列对该导频信号进行扩展频谱调制。令 n 表示信道数量。在对 n 个已经产生的扩展频谱调

制信号进行编码多路复用后，一个 CDMA 基站进行 QPSK 调制并发送所调制的信号。当在这样的基站中对 n 个信道的扩展频谱调制信号进行编码多路复用，导频信号对各信道而言是公共的，并且各信道的导频信号的输出时序是相同的。因而，如图 28 所示，通过对扩展频谱调制信号进行 n 编码多路复用而获得的信号功率在导频信号的驻留点处达到峰值。这是一个问题，其中多路复用信号的这些尖峰相对于其它的站则表现为干扰。

另一个因素是功率放大器的输入/输出特征线性增长到某个输入电平，但在该电平被超过时就变成非线性的。图 29 说明了关于功率放大器的 AM-AM 特征（输入功率针对 (vs.) 增益的特征）的一个例子，而图 30 说明了关于功率放大器的 AM-PM 特征（输入功率针对相位的特征）的一个例子。通过这些特征曲线可以理解，只要输入功率很小，功率放大器的增益特征和相位特征是平滑的，并且输入/输出特征也是如此。在这些条件下也没有相位旋转。但是，当输入功率超过某个电平时，增益开始下降，形成相位迟滞并且各个特征变成非线性的。需要使用一个具有高功率效率的功率放大器，并且需要提高输入信号的平均功率电平。但是当提高输入信号的平均功率电平时，如图 31 所示，编码多路复用信号的峰值超出线性区域并且达到饱和，而导频信号位置上的峰值则受到限制。结果，当在接收端对该编码多路复用信号进行解扩展时，与其它数据的功率相比导频信号功率变得很小，导频检测错误增加并且不再能够识别相位旋转量。结果是不再能够正确解调数据。如果使用刚被减少的输入信号平均功率电平，则会出现功率放大器的功率效率下降的问题。

因而，发明的一个目标是减少在编码多路复用信号中具有相同时序和诸如导频信号部分的相同信号部分的峰值。

本发明的另一个目标是减少干扰其它站点的无线电波的功率，从而增加系统容量。

本发明的又一个目标是有效使用功率放大器。

根据本发明，通过提供一个编码多路复用发送装置可以实现本发明的上述目标，其中该编码多路复用发送装置用彼此不同的扩展编码对多个信道的发送数据进行扩展频谱调制，组合各信道的扩展频谱调制信号并发送所得到的扩展频谱调制信号，该编码多路复用发送装置包括一个以逐个信

道的方式把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度的移相器。

通过下面结合附图所进行的描述，本发明的其它特性和优点会变得更加清晰。

图 1 是图示本发明的原理的模块图；

图 2 是说明基于本发明的第一实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 3 是有助于描述扩展频谱调制信号的位置向量的图例；

图 4 是描述相位偏移量的图例；

图 5 是有助于描述正交相移键控调制的符号位置的图例；

图 6 是描述一次相位偏移之后的符号值 (V_i , V_0) 的图例；

图 7 是有助于描述在相位偏移量为 $2\pi \cdot i/N$ 时的导频符号位置的图例；

图 8 是说明基于本发明的第二实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 9 是有助于描述相位偏移控制值 (相位偏移量) 的图例；

图 10 是有助于描述相位偏移控制值 (相位偏移量) 的图例；

图 11 是有助于描述在相位偏移量为 $2\pi \cdot i/N$ 时的导频符号位置的图例；

图 12 是说明基于本发明的第三实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 13 是说明基于本发明的第四实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 14 是说明基于本发明的第五实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 15 是说明基于本发明的第六实施例的编码多路复用发送器的结构的图例；

图 16 是图示一个发送器的原理的模块图；

图 17 是有助于描述发送数据和一个扩展编码序列的瞬时波形的图例；

图 18 是有助于描述扩展频谱调制信号的频谱分布的图例；

图 19 是描述扩展比的图例；

图 20 是说明一个接收器的原理的图例；

- 图 21 是描述解扩展的图例;
 图 22 是描述 CDMA 原理的图例;
 图 23 是一个现有技术的 CDMA 发送器的结构的图例;
 图 24 是描述帧的图例;
 图 25 是说明一个正交 Gold 编码产生电路的结构的图例;
 图 26 是描述正交 Gold 编码的图例;
 图 27 是描述当多路复用正交编码时的振幅的图例;
 图 28 是有助于描述当使用现有技术的方法时的多路复用信号的输出功率的图例;
 图 29 是说明一个放大器的 AM-AM 特征的特征图;
 图 30 是说明一个放大器的 AM-PM 特征的特征图;
 图 31 是描述一个发送放大器的输出功率和在解扩展后的发送功率的图例;

(A) 本发明的综述

图 1 是有助于综述基于本发明的编码多路复用发送装置的图例。

第 1 ~ 第 n 信道的扩展频谱调制单元 51₁ ~ 51_n 均包含一个通过每隔预定项数的数据便把导频信号插入发送数据, 从而产生一个帧信号的帧产生器 61, 一个产生扩展编码的扩展编码产生器 63, 一个用扩展编码对帧信号进行扩展频谱调制的扩展频谱调制器 64, 和一个以逐个信道的方式把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度的移相器 65。编码多路复用产生器 52 多路复用各信道的扩展频谱调制信号, 编码多路复用产生器 52 的输出被输入到一个诸如正交相移键控 (QPSK) 调制器的调制器 55, 调制器 55 的输出被提供给一个发送功率放大器 56, 而从放大器 56 放大的信号被输入到一个天线 57。

除非同相偏移各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量, 否则导频信号在各信道上均是相同的, 并且各信道上的导频信号的输出时序也是相同的。因而, 通过编码多路复用各信道的扩展频谱调制信号而得到的信号(编码多路复用产生器 52 的输出信号)的功率在导频信号位置达到峰值, 这些尖峰部分在其它站点上会产生干扰, 并且功率放大器的功率效率也会下降。

因而, 各信道的扩展频谱调制单元 $51_1 \sim 51_n$ 中的移相器 65 以逐个信道的方式把各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度。例如, 第 i 信道的移相器 65 使第 i 信道的相位偏移角度 θ 等于 $360^\circ \cdot i/N$, 并且把位置向量相位偏移到一个等于该相位偏移量 θ 的数量, 其中 N 表示信道数量。可选地, 各信道的移相器 65 存储对应于扩展编码的相位偏移量, 获得一个与扩展频谱调制中使用的扩展编码一致的相位偏移量并把信号旋转一个等于相位偏移量的角度量。如果使用该方案, 则以彼此相对的方式偏移各信道的扩展频谱调制单元 $51_1 \sim 51_n$ 输出的扩展频谱调制信号的信号点位置的相位, 从而能够抑制编码多路复用信号的峰值, 减少干扰波的功率并提高发送功率放大器 56 的功率效率。在这种情况下, 可以针对所有发送数据和导频信号把扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度, 或者可以完全针对导频信号把扩展频谱调制信号的位置向量的相位偏移一个预定角度。

另外, 在使用 QPSK 扩展频谱调制的情况下, 相位偏移量为 $0, \pi/2, \pi$ 或 $3\pi/2$ 。更具体地, 如果保持 $m = \text{mod}(i, 4)$ (其中 m 是在 i 除以 4 时的余数), 则 $(m \cdot \pi/2)$ 被用作第 i 个信道的相位偏移量。如果采用该方案, 则能以简单的方式进行相位控制。

接收器将不能正确解调数据, 除非被通知了相位偏移量。因而, 接收器被一个专用于通知相位偏移量的控制信道或专用信道通知相位偏移量。另外, 指示上述相位偏移量的数据被插入到各个帧中, 并且这些数据和发送数据一起被发送到接收器。

并且, 在帧信号以每次一位的方式被轮流分配, 从而被转换成 I 分量数据和 Q 分量数据的情况下, 用扩展编码对各 I 分量数据和 Q 分量数据进行扩展频谱调制, 针对各 I 分量和 Q 分量多路复用各信道的扩展频谱调制信号, 正交调制并发送 I 分量和 Q 分量的编码多路复用信号, 在各信道的扩展频谱调制器和编码多路复用信号产生器之间提供移相器并且针对各信道把扩展频谱调制信号的 I, Q 矩形坐标系统中的信号点位置向量偏移一个预定角度。在这种情况下, 移相器使第 i 信道的相位偏移角度 θ 等于 $360^\circ \cdot i/N$, 并且把信号点位置向量的相位偏移到一个等于该相位偏移量 θ 的数量, 其中 N 表示信道数量。可选地, 如果保持 $m = \text{mod}(i, 4)$ (其中 m 是

在 i 除以 4 时的余数), 则 $(m \cdot \pi/2)$ 被用作第 i 个信道的相位偏移量。

(B) 第一实施例

图 2 是说明诸如在移动无线通信中使用的基地的, 基于本发明的第一实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。这是一个针对 QPSK 被用作普通窄带调制的情况的实施例。

如图 2 所示, 第 1 ~ 第 n 信道的扩展频谱调制单元 $51_1 \sim 51_n$ 均包含一个通过每隔预定项数的数据便把导频信号插入发送数据, 从而产生一个帧信号的帧产生器 61, 一个把帧数据转换成并行数据的串行/并行转换器 62, 产生扩展编码 $C_i (i=1, 2, \dots, n)$ 的扩展编码产生器 63, 用扩展编码 C_i 对帧数据进行扩展频谱调制的扩展频谱调制器电路 64, 和针对各信道把扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度 θ 的移相器 65。

帧产生器 61 包括一个产生串行发送数据 $D_i (i=1, 2, \dots, n)$ 的发送数据产生器 61a, 一个产生与一个基站正交 (perpendicular) 的导频信号 P 的导频信号产生器 61b, 和一个每隔预定的位数便把串行数据 D_i 构成数据块并且把导频信号插入到各数据块的开始和结束, 从而生成数据帧的帧形成单元 61c。各扩展频谱调制器 $51_1 \sim 51_n$ 的帧产生器 61 以相同的时序把相同的导频信号 P 插入发送数据。

S/P 转换器 62 以每次一位的方式轮流分配帧数据 (导频信号和发送数据), 从而把帧数据转换成 I 分量 (同相分量) 数据 D_i 和 Q 分量 (正交分量) 数据 D_q 。扩展编码产生器 63 包括一个产生仅由基站使用的 pn 序列 (长扩展编码) 的 pn 序列产生器 63a, 一个产生用于用户识别的正交 Gold 编码 (短扩展编码) 的正交 Gold 编码产生器 63b, 一个得到 pn 序列和正交 Gold 编码之间的异或并输出所得到的编码 $C_i (i=1, 2, \dots, n)$ 的 EX-OR 门 63c。扩展电路 64 包括通过分别得到 I 分量数据 D_i 和编码 C_i , Q 分量数据 D_q 和编码 C_i 之间的异或, 从而进行扩展频谱调制的 EX-OR 门 64a, 64b。应当注意, 由于 “1” 是电平 1 而 “0” 是电平 -1, 所以信号之间的异或与其乘积相同。

针对各信道, 移相器 65 把扩展频谱调制信号的信号点位置向量偏移一个预定角度 θ 。如果在复合平面上标出 I 和 Q 分量的扩展频谱调制信号 D_i ,

D_0 , 则结果如图 3 所示, 其中可以看出结果向量 V 是扩展频谱调制信号的信号点位置向量。

编码多路复用信号的尖峰在多路复用扩展导频信号的部分出现。因而, 如图 4 所示, 各信道的扩展频谱调制信号的信号点位置向量被旋转(偏移)了角度 $0, \pi/2, \pi$ 或 $3\pi/2$, 从而分散了各信道的导频信号的信号点位置。更具体地, 根据等式

$$\theta = (\pi/2) \cdot \text{mod}(i, 4) \quad (1)$$

得到 N 个信道中的第 i 个信道的相位偏移量 θ , 并且把扩展频谱调制信号的信号点位置向量 V 旋转一个相位偏移量 θ , 其中 $\text{mod}(i, 4)$ 是在 i 除以 4 时得到的余数。根据等式 (1), 第 0 个信道的相位偏移量是 0, 第 1 个信道的相位偏移量是 $\pi/2$, 第 2 个信道的相位偏移量是 π , 第 3 个信道的相位偏移量是 $3\pi/2$, 等等。

移相器 65 包括一个根据等式 (1) 的操作计算第 i 个信道的相位偏移量 θ 的相位控制器 65a, 和根据下面等式 (2) 和 (3) 计算通过旋转 θ 而得到的信号点位置向量 V 的 I 和 Q 分量(符号) V_i, V_0 的算法单元 65b, 65c:

$$V_i' = V_i \cdot \cos\theta - V_0 \cdot \sin\theta \quad (2)$$

$$V_0' = V_i \cdot \sin\theta + V_0 \cdot \cos\theta \quad (3)$$

如图 5 所示, 如果通过把 QPSK 调制中的符号 (00) 放在第一象限, 把符号 (10) 放在第二象限, 把符号 (11) 放在第三象限, 把符号 (01) 放在第四象限, 并且用 +1 电平表示“1”和 -1 电平表示“0”来进行等式 (2) 和 (3) 的操作, 则经过相位量 $0, \pi/2, \pi$ 和 $3\pi/2$ 的旋转的符号 (V_i, V_0) 如图 6 所示。圆括号中的数值是电平。因而, 可以在前述的存储器中存储如图 6 所示的, 给出旋转前的符号 (V_i, V_0) 和经过旋转各相位偏移量之后的符号 (V_i, V_0) 之间的对应关系的对应表。这使得能够在不执行等式 (2) 和 (3) 的操作的情况下根据对应表得到信号点位置向量 V 的相位偏移 I 和 Q 分量 V_i 和 V_0 。

再次参照图 2, 混合器 52i 通过混合由各扩展电路 $51_1 \sim 51_n$ 输出的 I 分量扩展频谱调制信号, 从而输出一个 I 分量编码多路复用信号 $\sum V_i$, 而混合器 52q 通过混合由各扩展电路 $51_1 \sim 51_n$ 输出的 Q 分量扩展频谱调制信号,

从而输出一个 Q 分量编码多路复用信号 ΣV_Q 。FIR 型数字码片整形滤波器 53i, 53q 分别限制编码多路复用信号 $\Sigma V_I, \Sigma V_Q$ 的带宽, 而 DA 转换器 54i, 54q 把各滤波器 53i, 53q 的数字输出转换成模拟信号。正交调制单元 55 对 I 和 Q 分量的编码多路复用信号 $\Sigma V_I, \Sigma V_Q$ 进行 QPSK 调制, 并且输出调制信号, 功率放大器 56 放大正交调制单元 55 的输出, 而天线 57 发送功率放大器的输出。

正交调制单元 55 包括一个输出具有指定频率的载波 $\cos\omega t$ 的载波发生器 55a, 一个把载波相位偏移 90° 并输出 $-\sin\omega t$ 的 90° 移相器 55b, 一个把 DA 转换器 54i 的输出信号与 $\cos\omega t$ 相乘的乘法器 55c, 一个把 DA 转换器 54q 的输出信号与 $-\sin\omega t$ 相乘的乘法器 55d, 和一个混合乘法器 55c 和 55d 的输出的混合器 55e。

根据第一实施例, 可以通过这样的安排, 使得各信道的移相器 65 把扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移等式 (1) 给出的角度 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ 。结果, 导频信号部分被分割成四个部分。因而, 可以减少在多路复用信号的导频信号部分上的峰值和干扰其它站点的无线电波的功率, 并且可以增加系统的容量。另外, 可以使多路复用信号的峰值变得很小的事实, 使得能够提高到达发送功率放大器 56 的输入信号的平均功率, 从而能够有效地使用功率放大器。

前面是针对把相位偏移量定为等式 (1) 给出的角度 $0, \pi/2, \pi$ 和 $3\pi/2$, 并且多路复用信号的导频信号部分被分割成四个部分的情况。但是, 可以使用导频信号部分被分成 $N (>4)$ 个部分的方案以增强尖峰抑制的效果。更具体地, 可以通过这样的安排, 使得移相器 65 的相位控制器 65a 根据等式

$$\theta = 360^\circ \cdot i/N \quad (i=0, 1, \dots) \quad (4)$$

计算第 i 个信道 (第 i 个用户) 的相位偏移量 θ (其中 N 表示信道数量), 并且算法单元 65b, 65c 执行等式 (2), (3) 的操作, 对信号点位置向量加以旋转 (偏移相位)。如果使用该方案, 则可以使各信道的相位偏移量彼此不同。结果, 可以使多路复用信号的导频信号部分被分成 N 个部分, 使得能够满意地抑制在导频信号部分上的多路复用信号的峰值。

图 7 是有助于描述在导频符号为 00 的情况下各信道的导频符号位置的

图例。这里 A 是描述在不进行常规相位控制的情况下的导频符号位置的图例，而 B 是描述在根据本发明以等式 (4) 给出的角度进行相位偏移的情况下各信道的导频符号位置的图例。在使用常规方法的情况下，导频符号位置重叠起来并且在多路复用信号的导频信号部分产生大的尖峰。相比之下，在使用本发明的方法的情况下，导频符号位置不重叠，因而在导频信号部分不产生大的尖峰。

(C) 第二实施例

图 8 是说明基于本发明的第二实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。这是一个针对 QPSK 调制适用于普通窄带调制的情况的实施例。用类似的索引字母表示与图 2 所示的第一实施例中的元素相同的元素。

第一实施例涉及对编码多路复用信号中所有发送数据和导频信号的信号点位置向量的相位加以旋转的情况。在第二实施例中，只旋转导频信号的信号点位置向量。

图 8 的第二实施例与图 2 的第一实施例的不同之处在于

(1) 导频产生器 61b 把指示导频信号时延的导频位置信号 PPS 输入到移相器 65，及

(2) 移相器 65 在导频位置信号 PPS 处于高电平时进行相位旋转控制，从而根据等式 (1) - (3) 旋转导频符号 (导频信号点向量) 的相位。

图 9 是有助于描述一个相位控制值 (相位偏移量) 的图例。图 9 图示了通过等式 (1) 给出的角度 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ，完全对扩展频谱调制信号的导频信号部分进行的相位旋转控制。在数据部分不控制相位角。

前面是针对把相位偏移量定为等式 (1) 给出的角度 $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ ，从而把导频信号部分分割成四部分的情况进行描述的。但是，通过把导频信号部分分成 N 个部分还可以增强尖峰抑制的效果。更具体地，可以通过这样的安排，使得移相器 65 的相位控制器 65a 根据等式 (4) 计算第 i 个信道 (第 i 个用户) 的相位偏移量 θ (其中 N 表示信道数量)，并且算法单元 65b, 65c 执行等式 (2), (3) 的操作，对扩展频谱调制信号的导频信号部分的信号点位置向量加以旋转 (偏移相位)。

图 10 是有助于描述一个相位控制值 (相位偏移量) 的图例。图 10 图示了通过等式 (4) 给出的角度 $\theta_0 - \theta_{N-1}$ ，完全对扩展频谱调制信号的导频信

号部分进行的相位旋转控制。在数据部分不控制相位角。

图 11 是有助于描述在导频符号为 00 的情况下各信道的导频符号位置的图例。这里 A 是描述在不进行常规相位控制的情况下的导频符号位置的图例，而 B 是描述在根据本发明以等式 (4) 给出的角度进行相位偏移控制的情况下各信道的导频符号位置的图例。在使用常规方法的情况下，导频符号位置重叠起来并且在多路复用信号的导频信号部分产生大的尖峰。相比之下，在使用本发明的方法的情况下，导频符号位置不被重叠，因而在导频信号部分不产生大的尖峰。

如果采用该方案，则可以使各信道的相位偏移量彼此不同。结果，可以使多路复用信号的导频信号部分被分成 N 个部分，使得能够满意地抑制在导频信号部分上的多路复用信号的峰值。

(D) 第三实施例

在第一和第二实施例中，是根据等式 (1) 或等式 (4) 来计算相位偏移量的。在第三实施例中，相位偏移量与正交 Gold 编码 (短编码) 之间具有 1:1 的对应关系，获取与在扩展频谱调制中使用的正交 Gold 编码一致的相位偏移量，并且把信号点位置向量的相位偏移该相位偏移量。

图 12 是说明基于本发明的第三实施例的编码多路复用发送器的结构的图例。用类似的索引字母表示与图 2 所示的第一实施例中的元素相同的元素。图 12 的第三实施例与图 2 的第一实施例的不同之处在于

(1) 提供导频相位信息存储表 66 并存储正交 Gold 编码识别号和导频相位偏移量之间的对应表，

(2) 移相器 65 根据对应表获得对应于在扩展频谱调制中使用的正交 Gold 编码的相位偏移量，并且以该相位偏移量控制信号点位置向量的旋转。

下面的等式给出了对应于一个第 i 个正交 Gold 编码的相位偏移量 θ ：

$$\theta = (i-1) \cdot 2\pi/M \quad (5)$$

其中 M 表示正交 Gold 编码的数量。因而，也可以采用一种方案，其中相位控制器 65a 在不使用一张表的情况下通过执行等式 (5) 的操作可以确定相位偏移量 θ 。

根据第三实施例，根据用于用户识别的正交 Gold 编码来确定相位偏移

量。这意味着用户只需被通知正交 Gold 编码, 而分别向用户通知相位偏移量是不必要的。这使得能够消除通知相位偏移量的控制。

(E) 第四实施例

在发送器端, 信号点位置向量已经加以旋转 (符号位置已被相位偏移) 的情况下, 不能精确地检测导频, 并且不能在接收端进行精确的数据重构, 除非让接收器识别出相位偏移量。因而, 第四实施例被加以改进, 使得能够把相位偏移量通知给接收器。

图 13 是说明基于本发明的第四实施例的, 具有通知相位偏移量的装置的编码多路复用发送器的结构的图例。用类似的索引字母表示与图 2 所示的第一实施例中的元素相同的元素。该发送器包括一个控制信道的扩展频带调制单元 71。在 81 示出了一个移动站 (MS)。

控制信道的扩展频带调制单元 71 包括一个控制信息产生器 71a, 一个导频产生器 71b, 一个帧形成单元 71c, 一个 S/P 转换器 71d, 一个产生已知的用于控制信道的正交 Gold 编码的正交 Gold 编码产生器 71e, 和一个扩展电路 71f。控制信息产生器 71a 获取和产生诸如 (1) 一个指定各信道中使用的正交 Gold 编码的编码和 (2) 各信道中的相位偏移量 θ 的控制信息。帧形成单元 71c 每隔预定的位流便把控制数据构成数据块并且把导频信号 P 插入到各数据块的开始和结束, 从而生成数据帧。S/P 转换器 71d 以每次一位的方式轮流分配帧数据 (导频信号和控制数据), 从而把帧数据转换成 I 分量 (同相分量) 数据 D_i 和 Q 分量 (正交分量) 数据 D_q 。扩展电路 71f 的 EX-OR 门 71f₁, 71f₂ 通过分别得到 I 分量数据 D_i 和正交 Gold 编码, Q 分量数据 D_q 和正交 Gold 编码之间的异或从而进行扩展频带调制。

根据本发明的第四实施例, 一个信道被用作控制信道, 并且使用该信道把诸如用于识别用户的正交 Gold 编码识别号和各用户信道中的相位偏移量 θ 的控制信息发送到接收器端。

由于在移动站 (在终端一边) 81 中已经知道用于控制信道中的正交 Gold 编码和插入到帧中的导频信号, 所以移动站使用已知的正交 Gold 编码检测导频, 得到控制信道的扩展频带调制信号发送路径中的相位偏移量 θ , 并且接着通过用所得到的偏移量 ($=\theta$) 恢复出所接收的经过调制的扩展频

谱调制信号的相位来进行解扩展，从而对数据进行解调。结果，移动站 81 能够得到用于识别用户的正交 Gold 编码识别号和来自控制信道的相位旋转信息（相位偏移量 θ_i ）。

因而，移动站 81 对从基站发送的编码多路复用信号进行 QPSK 解调处理，通过沿相反的方向把扩展频谱调制信号的 I 和 Q 分量（信号点位置向量）旋转经过控制信道通知过来的相位偏移量 θ_i ，将这些分量恢复成初始的分量，并且通过解扩展对导频信号和发送数据进行解调。

象在第二实施例中那样，对于在发送端完全对导频信号部分进行相位旋转的情况，通过在接收时沿相反的方向旋转已经通知过来的相位偏移量，只恢复出导频信号部分的信号点位置向量，并且通过解扩展对导频信号和发送数据进行解调。

一种可选的向移动站一边发送相位信息的方法是准备一个与控制信道分离的专用信道，以便通过该信道通知相位信息并给出相位信息的通知。

（F）第五实施例

在第四实施例中，通过给出相位信息通知的控制信道或专用信道向接收器通知相位偏移量。在第五实施例中，通过一个不同于编码多路复用信号的频率向移动站通知相位信息。

图 14 是说明第五实施例的结构图例，其中用类似的索引字母表示与图 2 所示的第一实施例中的元素相同的元素。

发送器包括一个给出相位信息通知的发送器 91。在 81 上示出了移动站（MS）。

通知相位信息的发送器 91 包括一个扩展频谱调制单元 92，码片整形滤波器 93i，93q，DA 转换器 94i，94q，一个使用不同于正交调制器 55 的频带的频率 $\cos\omega t$ ， $\sin\omega t$ 进行正交调制的 QPSK 正交调制器 95，一个发送功率放大器 96 和一个天线 97。扩展频谱调制单元 92 包括一个相位信息产生器 91a，一个导频产生器 91b，一个帧形成单元 91c，一个 S/P 转换器 91d，一个产生已知正交 Gold 编码的正交 Gold 编码产生器 91e，和一个扩展电路 91f。相位信息产生器 91a 获取各信道中（各用户）的相位偏移量 θ_i 并产生相位信息。帧形成单元 91c 每隔预定的位数便把相位数据构成数据块并且把导频信号 P 插入到各数据块的开始和结束，从而生成数据

帧。S/P 转换器 91d 以每次一位的方式轮流分配帧数据（导频信号和相位数据），从而把帧数据转换成 I 分量（同相分量）数据 D_i 和 Q 分量（正交分量）数据 D_q 。扩展电路 91f 的 EX-OR 门 91f₁, 91f₂ 通过分别得到 I 分量数据 D_i 和正交 Gold 码, Q 分量数据 D_q 和正交 Gold 码之间的异或从而进行扩展频谱调制。

由于在移动站（在终端一边）81 中已经知道通知相位信息的频率，用于相位信息通知中的正交 Gold 码和插入到帧中的导频信号，所以移动站从已知的相位信息通知频率得到相位信息（相位偏移量）。因而移动站 81 把接收频带切换到码多路复用信号带宽，对从基站发送的码多路复用信号进行 QPSK 解调处理。通过沿相反的方向把扩展频谱调制信号的 I 和 Q 分量（信号点位置向量）旋转上述相位偏移量，将这些分量恢复成初始的分量，并且通过解扩展对导频信号和发送数据进行解调。

（G）第六实施例

在第四实施例中，通过控制信道或专门给出相位信息通知的专用信道向接收器通知相位偏移量。但在第六实施例中，各信道的相位信息（相位偏移量）被插入到一个帧中并且和导频信号及发送数据一起被发送出去。

图 15 是说明第六实施例的结构图例，其中用类似的索引字母表示与图 2 所示的第一实施例中的元素相同的元素。该实施例不同于第一实施例的方面在于

（1）在帧产生器 61 中提供相位信息产生器 61d；

（2）从移相器 65 把相位偏移量 θ_i 输入到相位信息产生器 61d；

（3）帧形成单元 61c 通过每隔预定的位数据把串行发送数据构成数据块，把导频信号插入到各数据块的开始和结束，并且在导频信号之后插入相位信息来形成帧。

最初基站是在没有旋转向量（没有进行相位控制）的情况下发送扩展频谱调制信号的信号点位置向量的。移动站 81 建立基站和移动站之间的同步，接着检测帧中的相位信息（相位偏移量 θ_i ），并且沿相反方向把解调的扩展频谱调制信号的 I 和 Q 分量（信号点位置向量）旋转所检测的相位偏移量 θ_i 。另一方面，基站的移相器 65 通过合适地选择移动站检测相位偏移量 θ_i 的时序把扩展频谱信号的信号点位置向量旋转相位偏移量 θ_i ，而正交

调制单元 55 对编码多路复用信号进行 QPSK 调制并接着发送调制信号。结果，移动站通过沿相反的方向把扩展频谱调制信号的 I 和 Q 分量（信号点位置向量）旋转所检测的相位偏移量 θ_i ，从而能够将这些分量恢复成初始的分量，并且能够通过解扩展对导频信号和发送数据进行解调。

根据第六实施例，在检测到相位信息之前不进行相位控制。但在检测到相位信息之后进行相位控制，使得能够抑制编码多路复用信号的尖峰。

根据本发明，可以通过这样的安排，使得各信道把扩展频谱调制信号的信号点位置向量的相位偏移一个预定角度。结果，即使各信道的帧产生器以相同的时序产生了相同的导频，各信道的扩展频谱调制器输出的扩展频谱调制信号的导频信号部分的相位也会彼此交错并散布开来，从而能够抑制编码多路复用信号的峰值，减少干扰电波的功率并提高发送功率放大器的功率效率。

另外，根据本发明，在使用 QPSK 扩展频谱调制的情况下相位偏移量被定为 0， $\pi/2$ ， π 和 $3\pi/2$ 。结果，可以以简单的方式进行相位控制。

另外，根据本发明，通过使第 i 个信道的相位偏移量 θ_i 等于 $i \cdot 2\pi/N$ 可以使各信道中的相位偏移量彼此不同。这使得能够分散编码多路复用信号的导频信号部分，从而增大了峰值的抑制量。

另外，根据本发明，可以通过这样的安排，使得能够通过控制信道或专门给出相位信息通知的专用信道向接收器一边通知各信道的相位偏移量。结果，接收器能够正确地解调导频符号和数据符号。

另外，根据本发明，可以通过这样的安排，使得能够把通知相位偏移量的数据插入到一个帧中并且和发送数据一起被发送到接收器。结果，通过简单的控制可以把表示相位偏移量的数据通知到接收器端。

另外，根据本发明，相位偏移量与上述扩展编码（正交 Gold 编码）之间具有 1:1 的对应关系，并且移相器获取与在扩展频谱调制中使用的正交 Gold 编码一致的相位偏移量，并且把信号点位置向量的相位旋转该相位偏移量。结果，可以以简单的方式确定相位偏移量。并且，接收器端只需被通知最初需要的，在解扩展时使用的扩展编码（正交 Gold 编码），并且没有必要分别通知相位偏移量。结果，可以消除对给出相位偏移量通知的控制，从而简化了控制。

在不脱离本发明的本质和范围的前提下可以得到许多具有广泛差异的有关本发明的实施例，应当理解除了在所附权利要求书中定义的之外，本发明并不仅限于上述具体的实施例。

图1

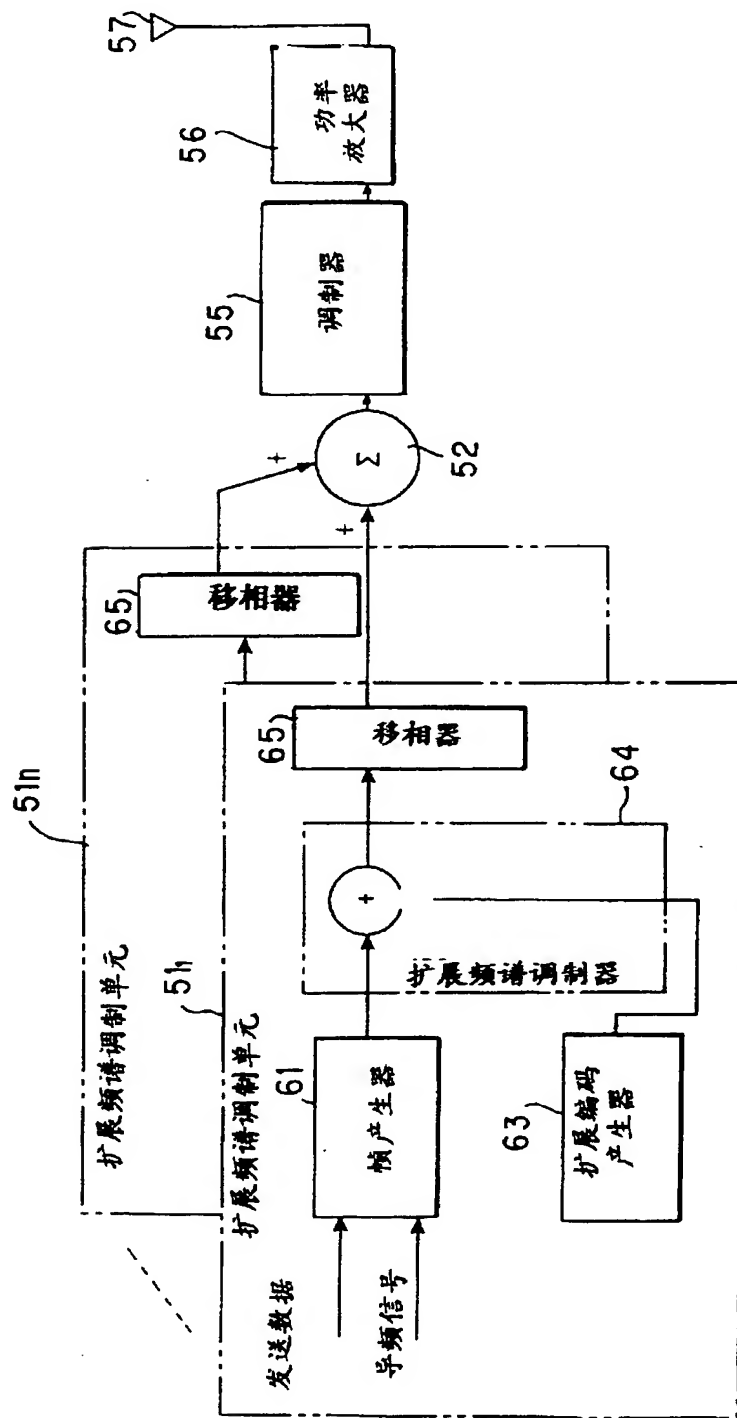


图 2

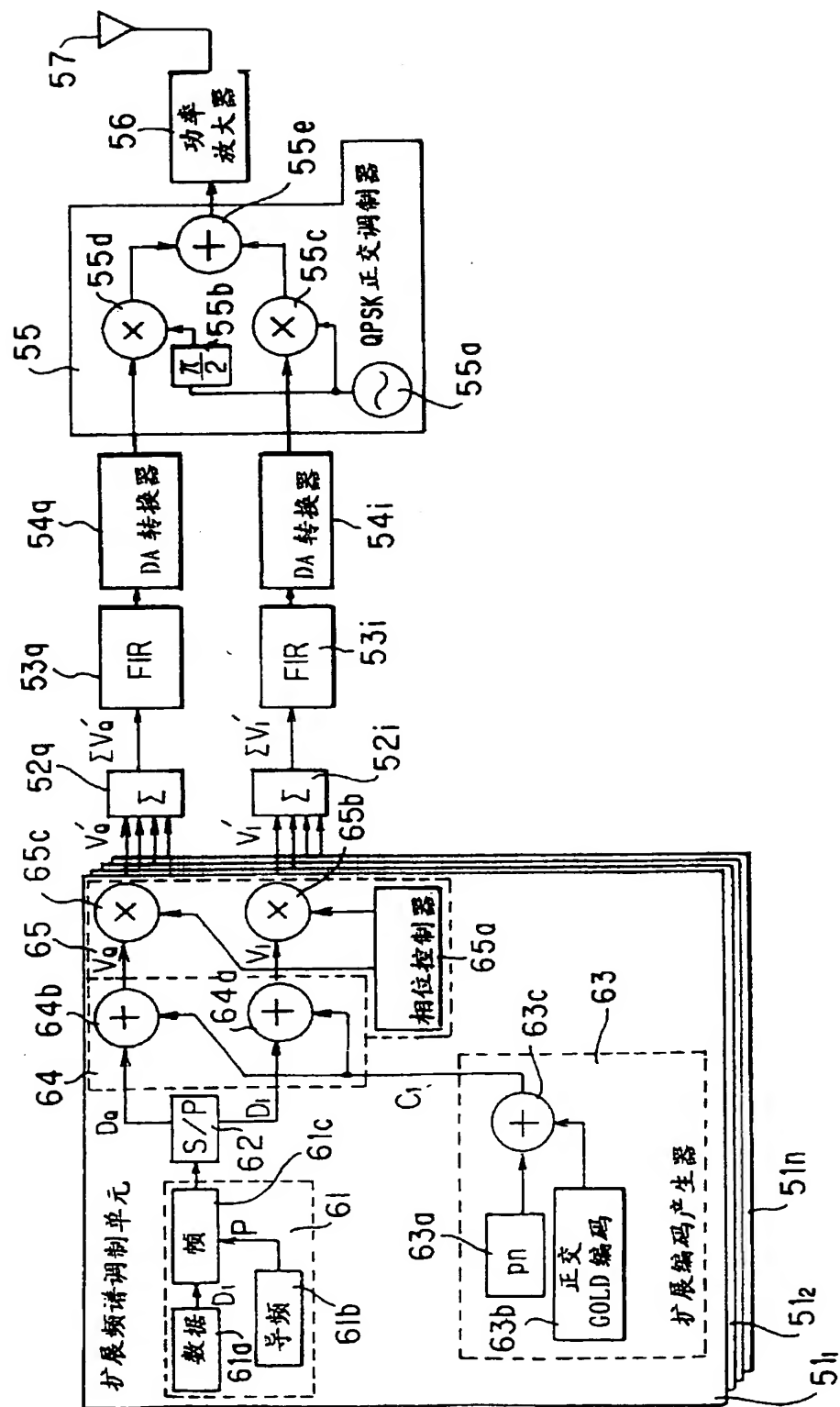


图3

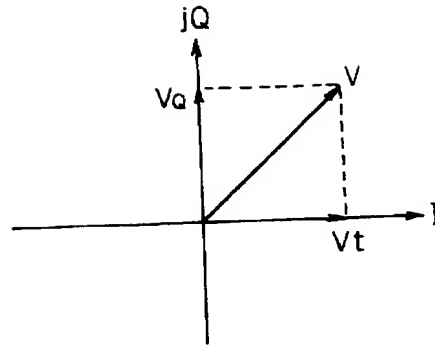


图4

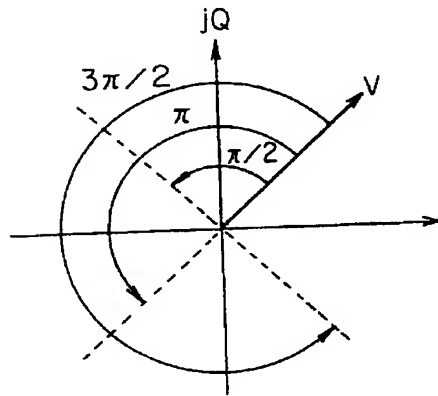


图5

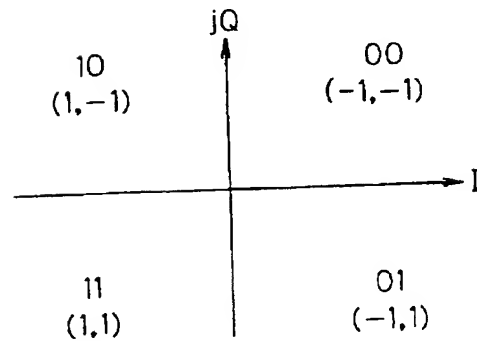


图 6

符号 (V_1, V_0)	V_1, V_0			
	第 0 信道 相位偏移量 $=0$	第 1 信道 相位偏移量 $=\pi/2$	第 2 信道 相位偏移量 $=\pi$	第 3 信道 相位偏移量 $=3\pi/2$
0 0 (-1 -1)	0 0	1 0	1 1	0 1
1 0 (1 -1)	1 0	1 1	0 1	0 0
1 1 (1 1)	1 1	0 1	0 0	1 0
0 1 (-1 1)	0 1	0 0	1 0	1 1

图 7

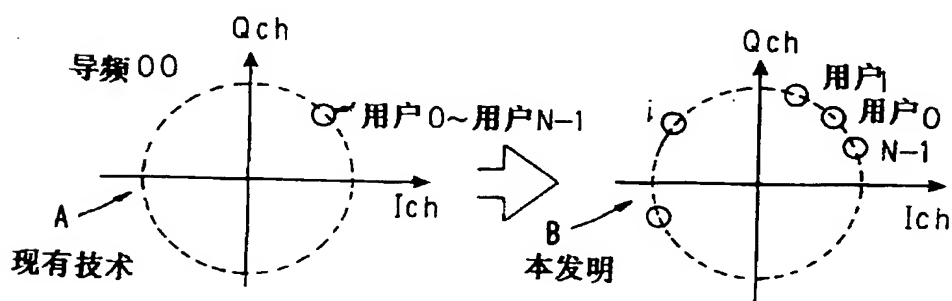


图8

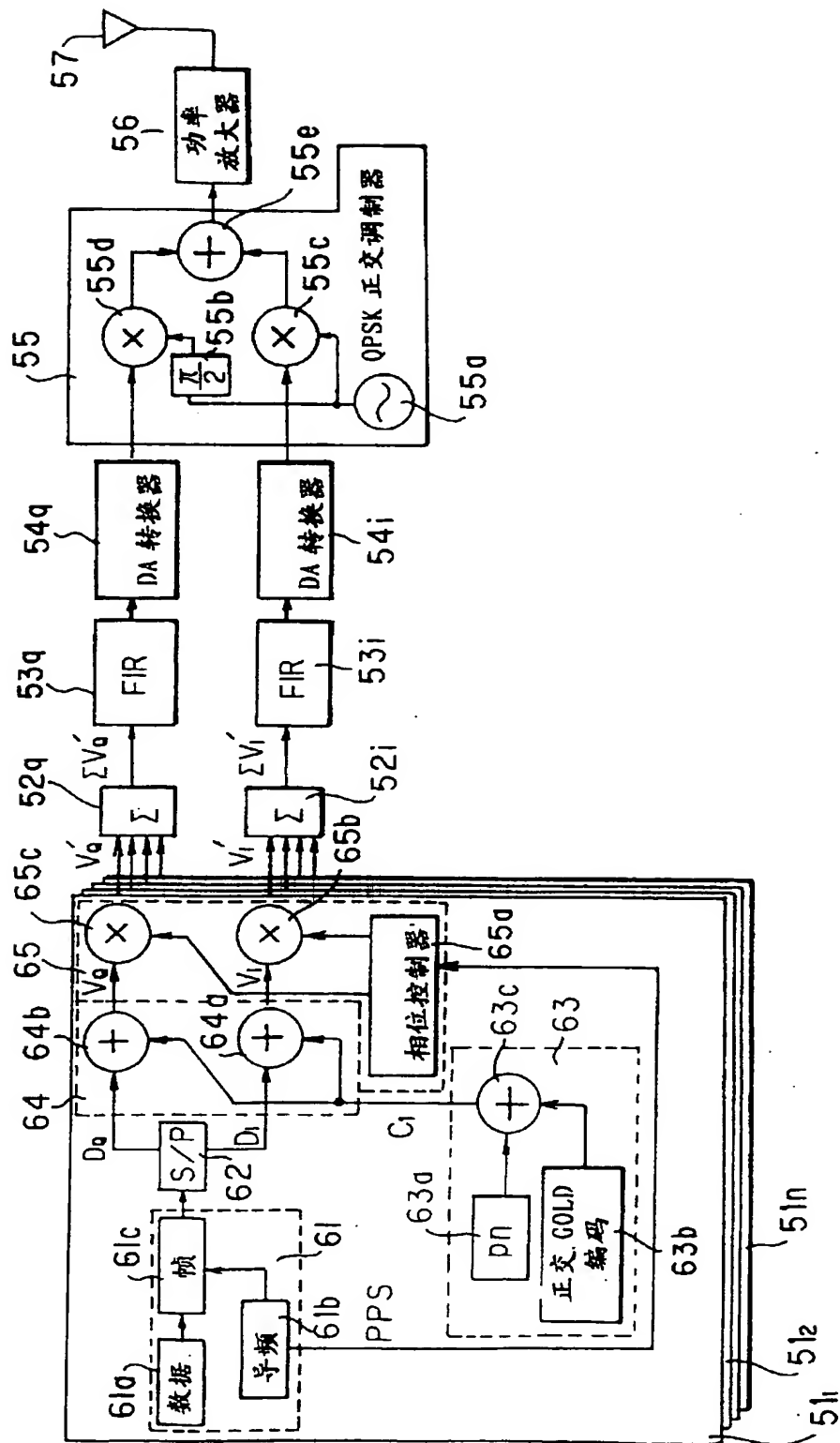


图10

相位控制值			P=导频	
	导频	数据	P	P
用户0 (第0信道)	$\theta_0=0$	0	0	0
用户1 (第1信道)	θ_1		θ_1	θ_1
用户2 (第2信道)	θ_2		θ_2	θ_2
用户3 (第3信道)	θ_3		θ_3	θ_3
用户4 (第4信道)	θ_4		θ_4	θ_4
用户N-1 (第N-1信道)	θ_{N-1}		θ_{N-1}	θ_{N-1}

图11

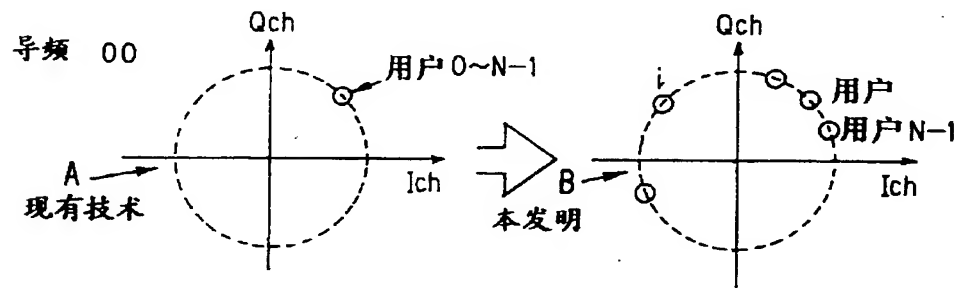


图 13

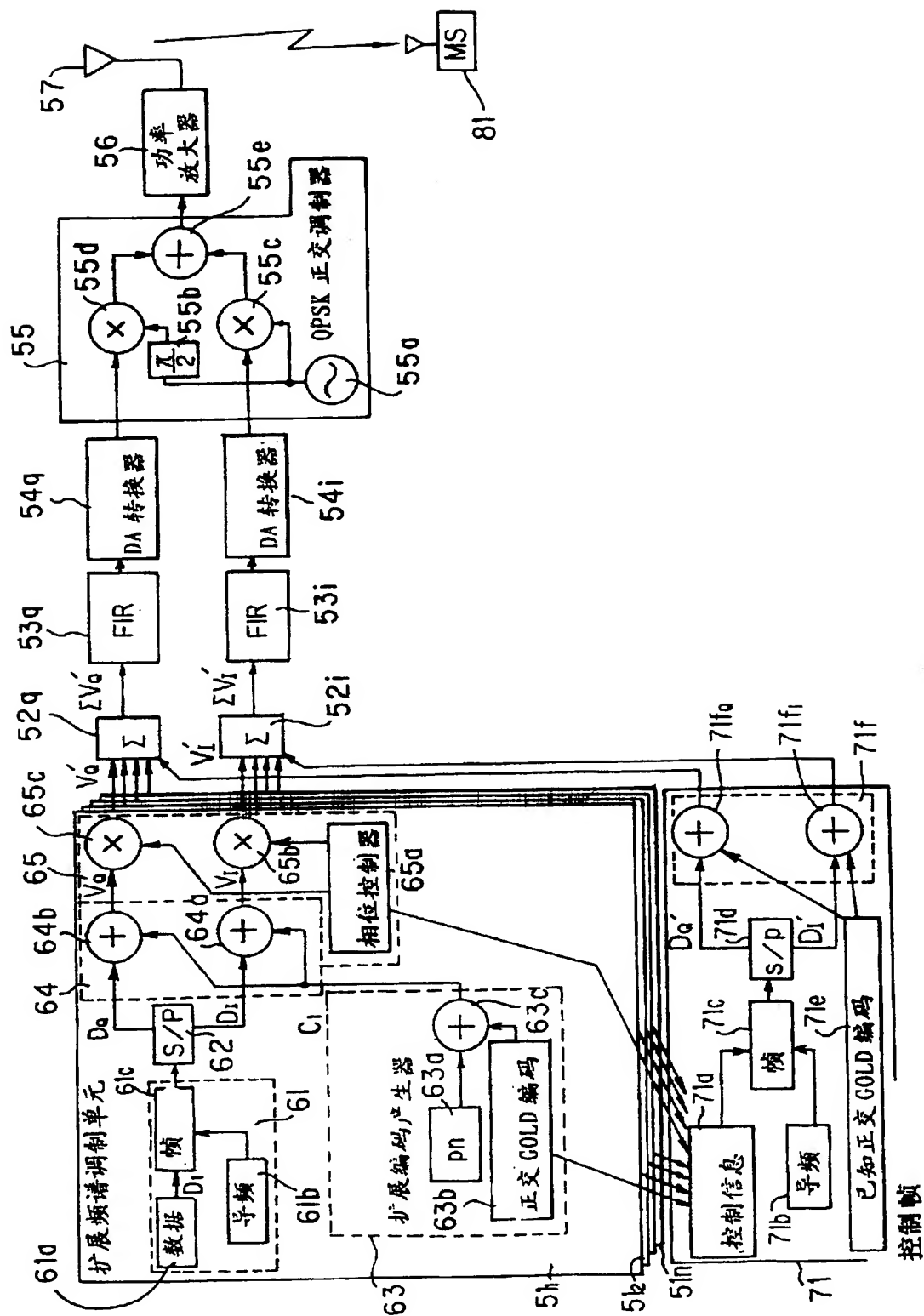


图 14

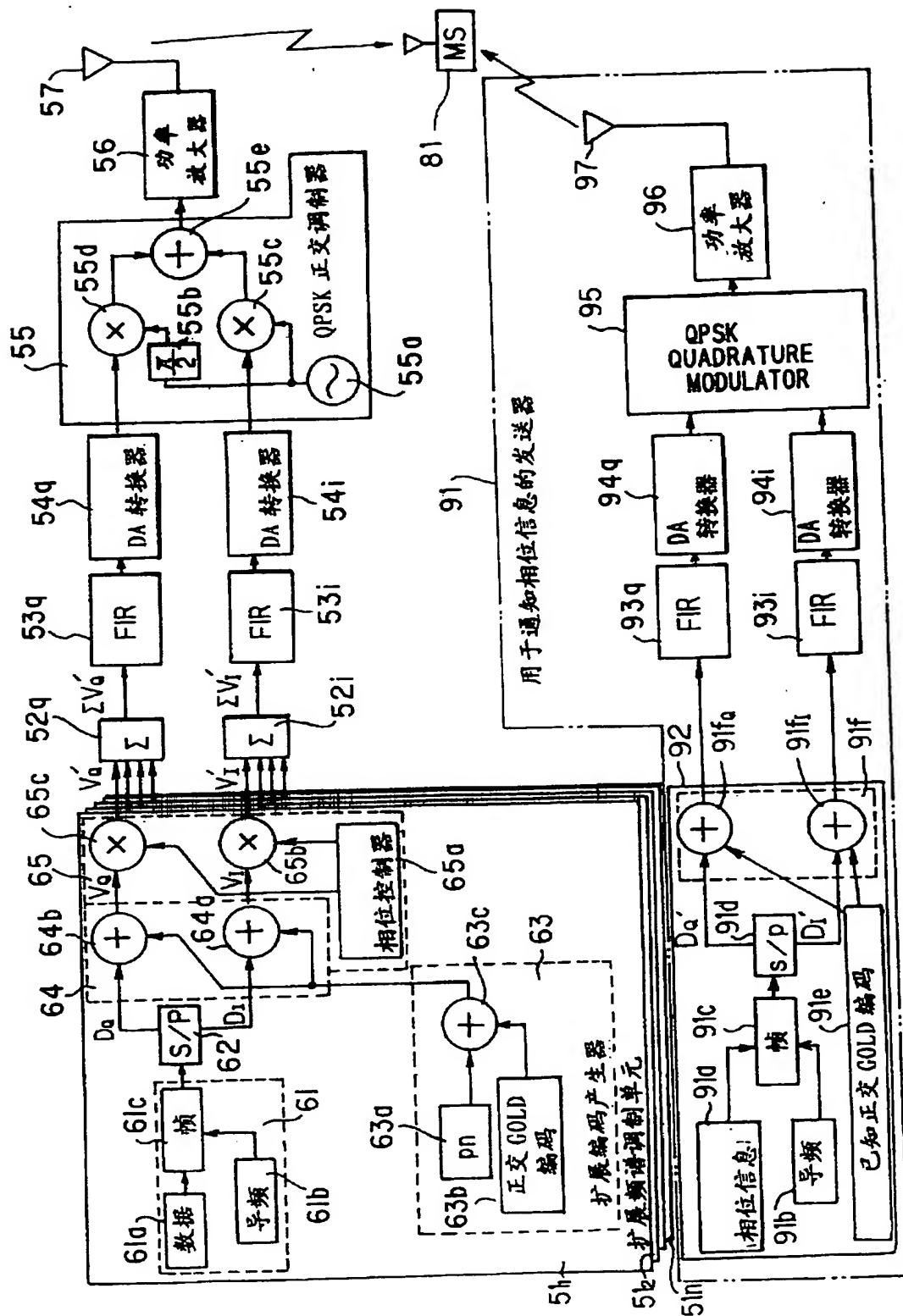


图16 现有技术

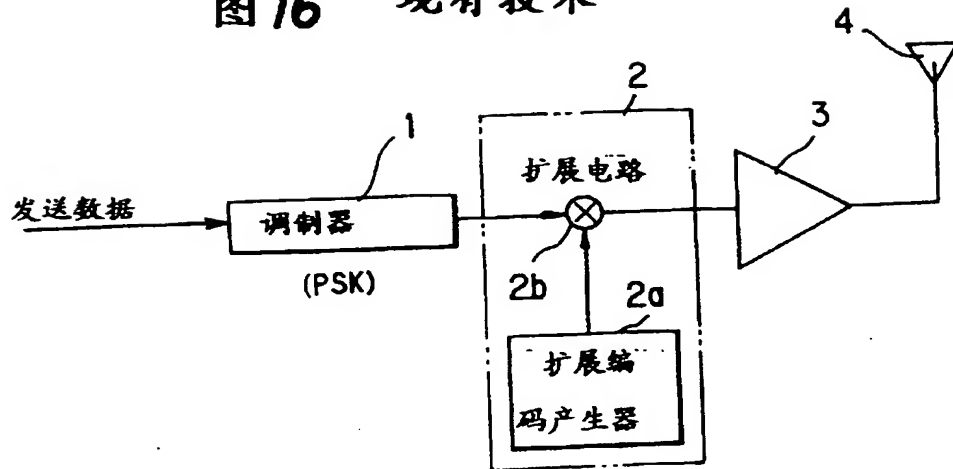


图17 现有技术

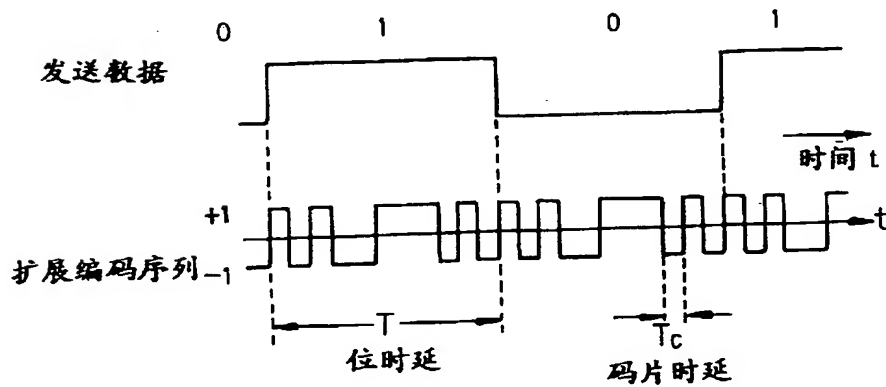


图18 现有技术

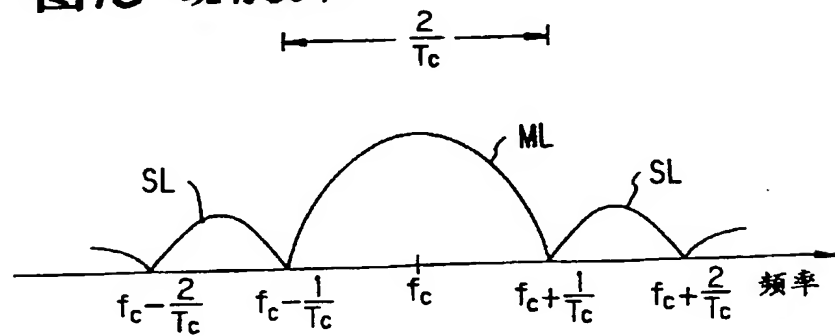


图 19 现有技术

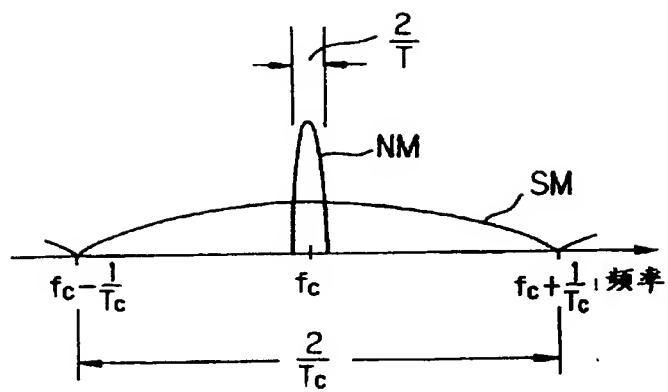


图 20 现有技术

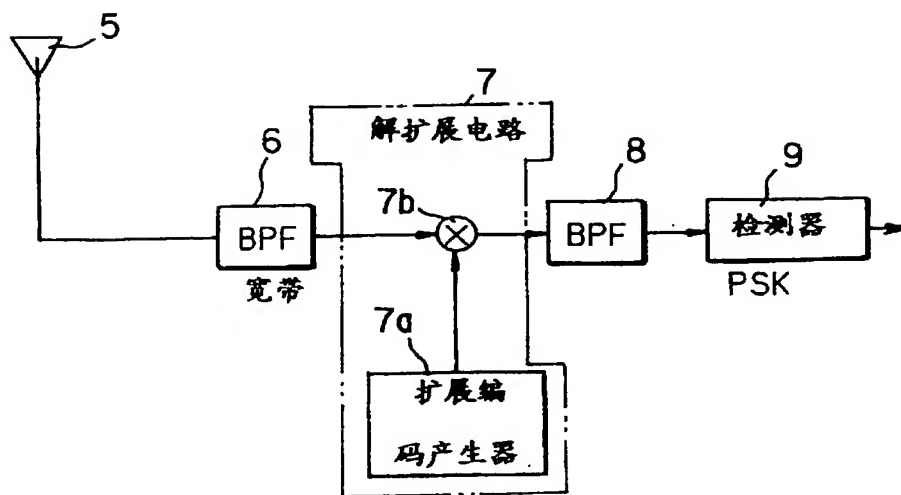


图 21 现有技术

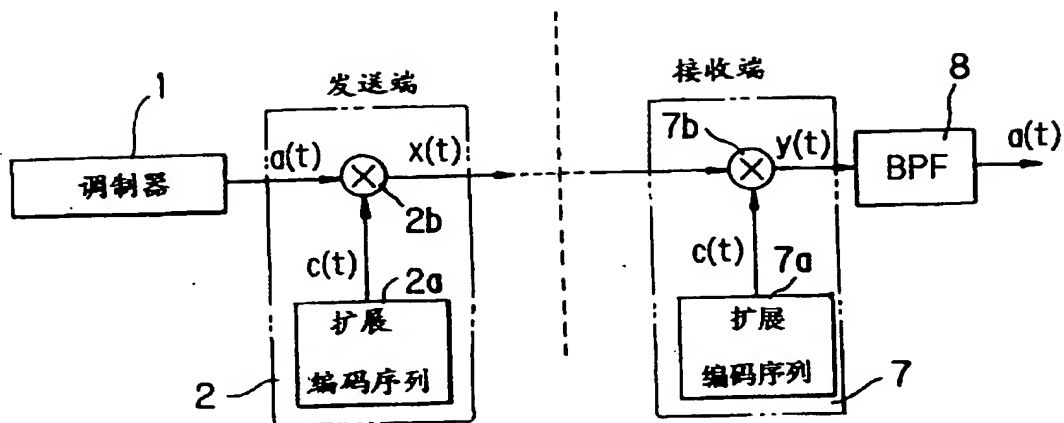


图 22 现有技术

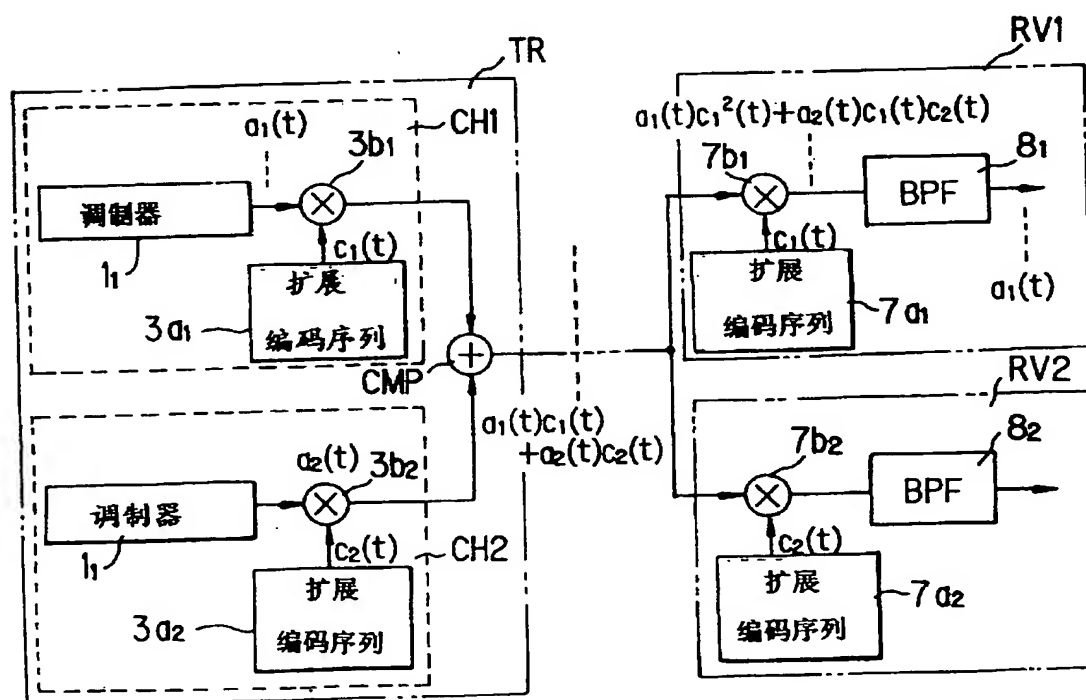


图 23 现有技术

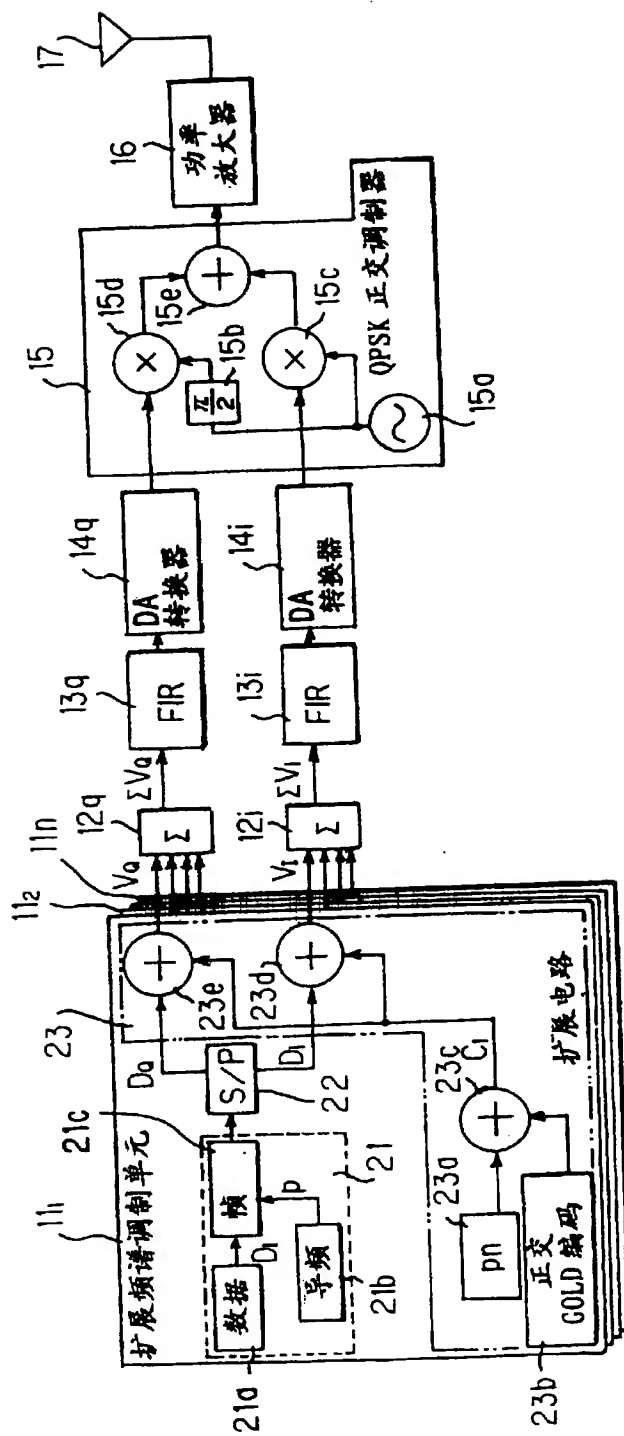


图24 现有技术

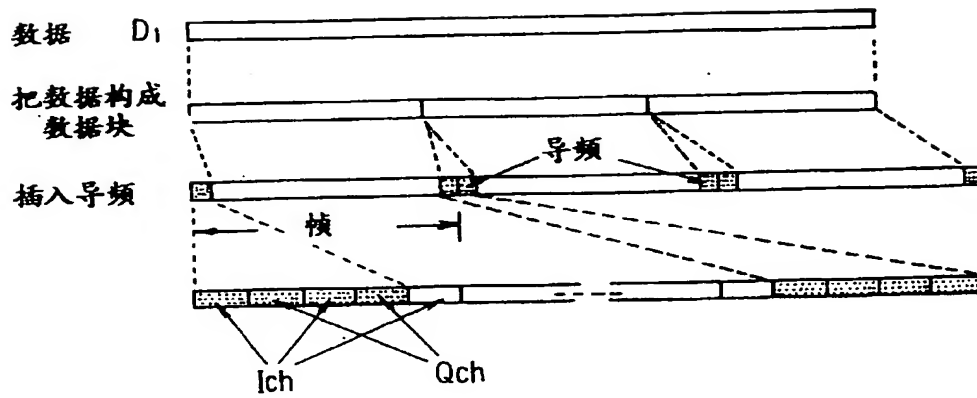


图 25 现有技术

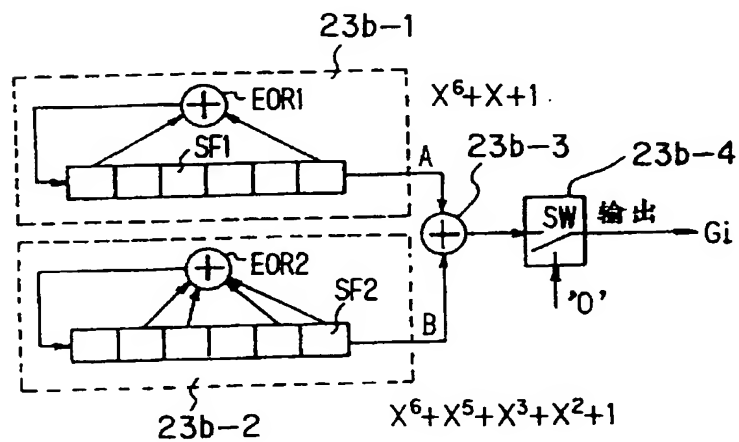


图 26 现有技术

000001111101010110011011101101001001110001011110010100011000010
00000010000100111001110001000100101011000101010000110101101110
000011000001100001101101110011100110001011010000110101101110
000100000000111100010111010001111000110001000001101110101010
001010000010000001000001001011010001010001000011011000010110010
010110000111111101010000110010011110011100000100100000010
10111000110000001111110000001100100111100111010100110101101000000
01111001011111010101010011000001001110101001101011111000110
1111101010000100000001010101111110100011010111011111000110
111111010110110101010011001100010000001101001100010011011001000
11110101000100111100000001100110101000111010011010011010100
111000101010110011101100000000100100110011101100010011100
1100110101100110001110101000000001001001100111011000100111100
1001001011110011001000100010110011111110000110111010011011100
0010110110110110010001000010110011111110000110111010011011100
010100111000110101110110000100100101100010110010101000111110
1010111001000101101100001111001000101010101000001011010011010
0101011001110100001001101001011110001100100010010001100110000
10100100110101100011011010000010101100001001000011100001000
010000010010001011000001101100011010100001011000001100001000
100010110001110110010111011011000001100101111100101111101000
0001110000001000111001000000101101101100111100101111101001010
0011010000110111101001000110101101111110110010111010010110
0110000001010000000111010111000000010110101101101010001101010
110010001001111011011000111011001001001010101101000110010010
1001100100000011000000001000110100000000100100110110100110000
00111010001110001010110110010000101000110001100110110000100
0111110001000111111101111111001101100000000110001001001110
1111000010110000101000011001001000111110011000000000101110000
1101001010111000010101000101010111010011001000000000101110000
1101010100000101111100111111000111010100010111110010100100
10111010100110011010111100110011001100110000000000110010101100
01110010010011000000100101101101001011101011001110010111110
11010010111000110111110001100101100111001010011011010111000
101010101101100111010011100010011000011001011010010000110100
101100100110011101001110100111001100000010100110100011110
1011001100101111011000001101100110000001110101001110111000
1101010010001000100011001010001010001010001111100111010110
101000010010110010010110111110110110111101011011000101000
0100101001100011110000111010001101110010101010100110110110
1001100111100011010001110011011010101101101101101110011000
00110001100111011101011101100010110110110011011000110110
01101011010001011110100001011010001001100111010110101010
1101110110111010000101101100010110110110011011011000110000
101101011001011000011001010010000010100100100010110101100100
0110010101001010011100100001000110001111101100111000011000110
110000110101101101100100000100011000111110110011100011000110
100011011100100110011001010001101101000100111111001011000
000101011110110110110110001111100010000101010010000101110100
00100011101001011001000000001100010110000110010000011010
100101110001010011001111000001110111001001000001011101010000
0010011000101011101100111000101001100110101000111000000110
0100010001010000011000101110010100000010101101010001100000010
1000000011011110011010010000101110100001100010001100101010000
000010011100001001111101111001011001111001101100111101100110
00011011111101001000011010101100111010101000100100001010010
00111111100010100000110101011001110101010001001000001010010
11100110101010111001111101001100111110000010011111000001010000
110001010001001001100111101111010011111000100111101100010000
10000101000101100110011011110111101001111100010011110110001000

图27 现有技术

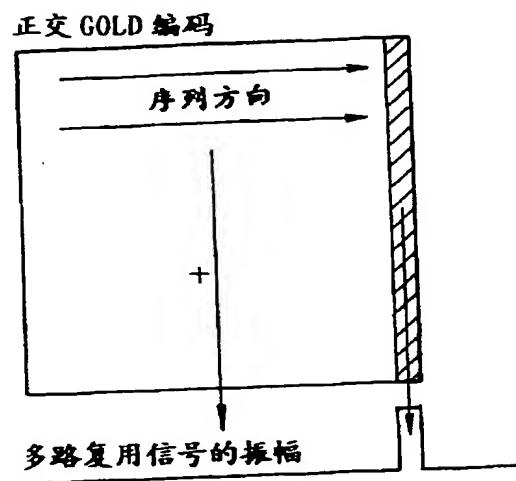


图28 现有技术

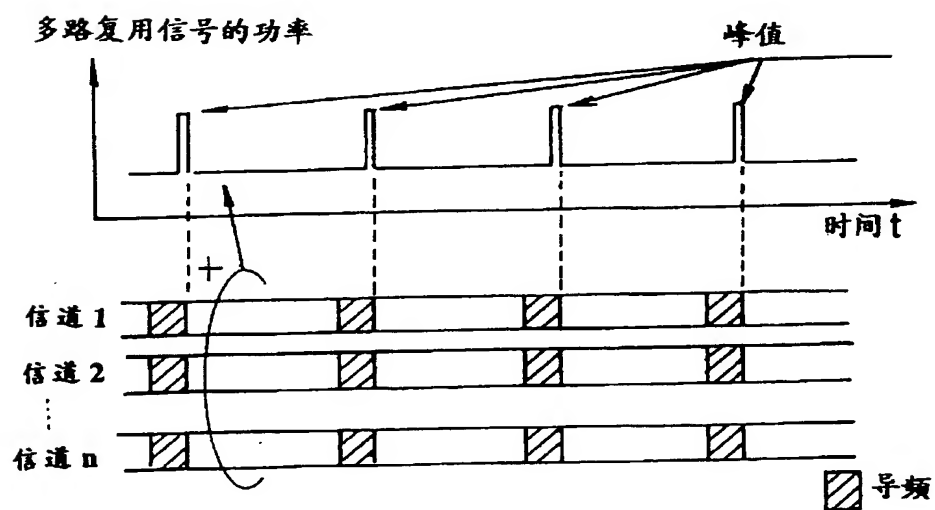


图29 现有技术

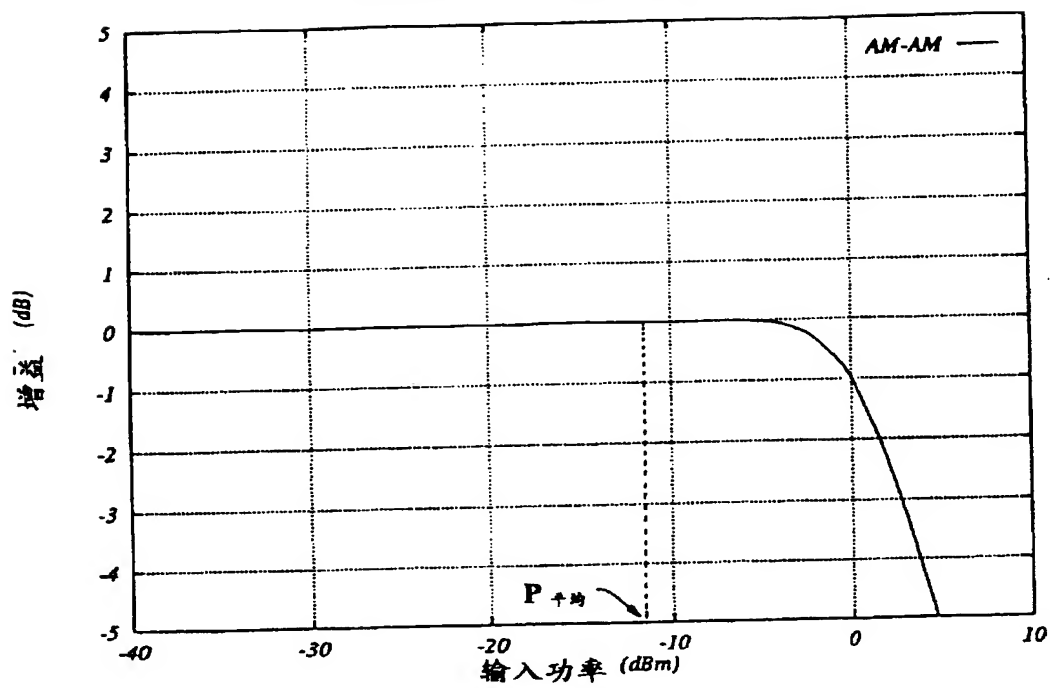


图30 现有技术 T

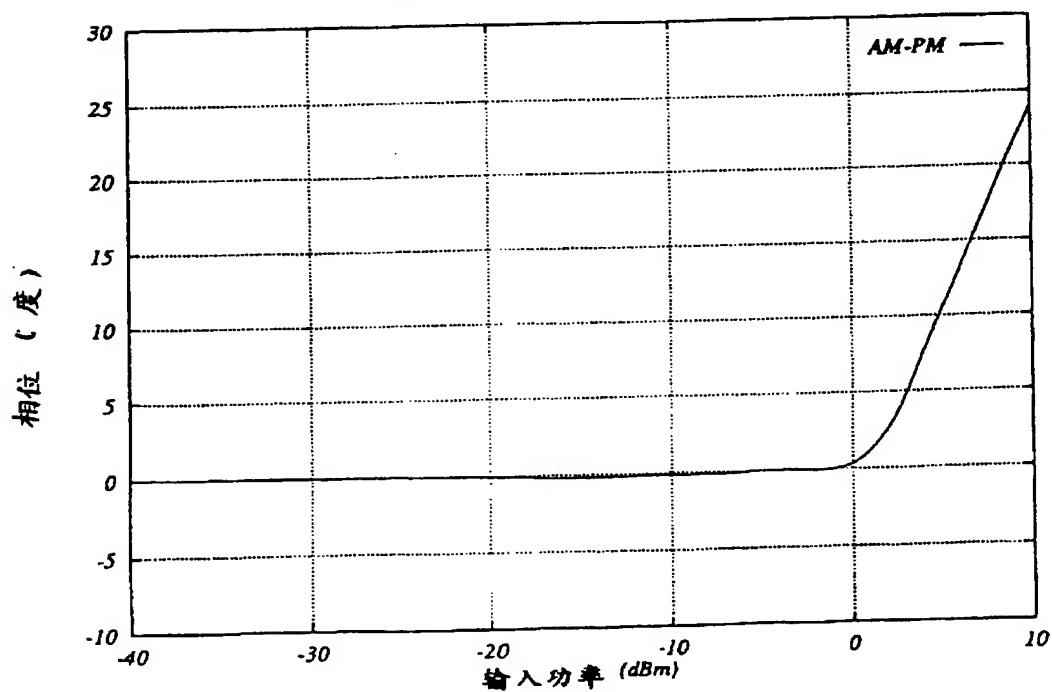
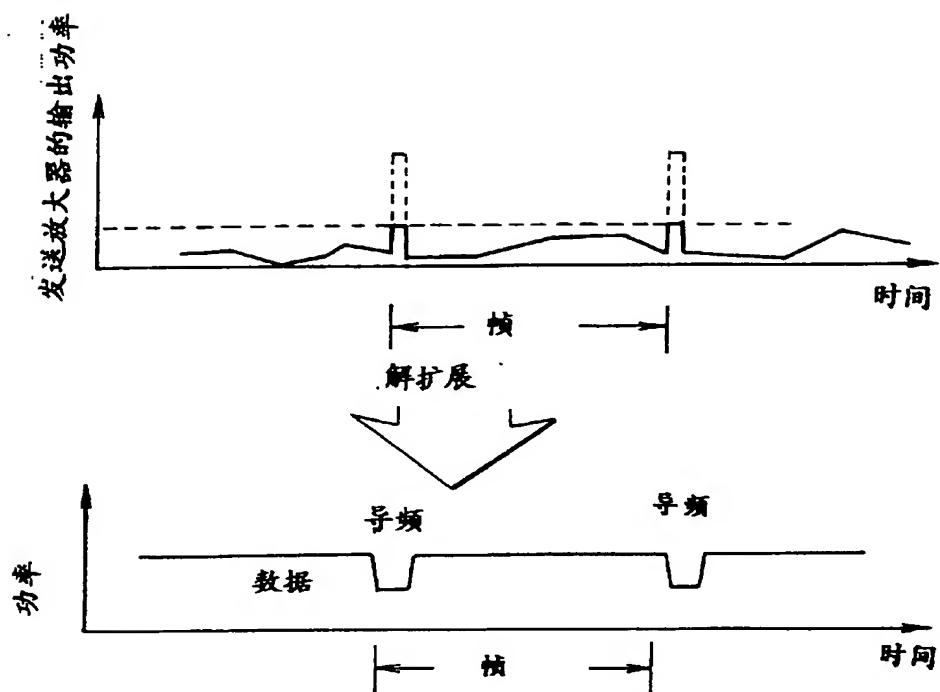


图 31 现有技术



THIS PAGE BLANK (USPTO)